

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): ITO	Atty. Dkt.: 01-613
Serial No.: 10/809,452	Group Art Unit: 2817
Filed: March 26, 2004	Examiner: Unknown
Title: ANGULAR VELOCITY SENSOR DEVICE	

Commissioner for Patents
Arlington, VA 22202

Date: June 24, 2004

SUBMISSION OF PRIORITY CLAIM AND PRIORITY DOCUMENT(S)

Dear Sir:

Pursuant to the provisions of 35 U.S.C. § 119, it is respectfully requested that the present application be given the benefit of the foreign filing date of the following foreign applications. A certified copy of each application is enclosed.

<u>Application Number</u>	<u>Country</u>	<u>Filing Date</u>
2003-090970	JAPAN	March 28, 2003

Respectfully submitted,



David G. Posz
Reg. No. 37,701

Posz & Bethards, PLC
11250 Roger Bacon Drive
Suite 10
Reston, VA 20190
(703) 707-9110
Customer No. 23400

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 2 8 日
Date of Application:

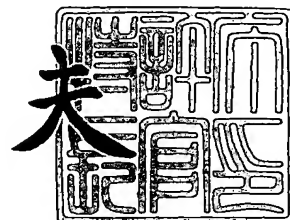
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 9 0 9 7 0
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 0 9 0 9 7 0]

出 願 人 株式会社デンソー
Applicant(s):

2 0 0 4 年 3 月 1 2 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 N030052

【提出日】 平成15年 3月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G01C 19/56
G01P 9/04

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

【氏名】 伊藤 一

【特許出願人】

【識別番号】 000004260

【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

【識別番号】 100071135

【住所又は居所】 名古屋市中区栄四丁目 6 番 1 5 号 名古屋あおば生命ビル

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 強

【電話番号】 052-251-2707

【選任した代理人】

【識別番号】 100119769

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 清

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008925

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

●

【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9200169
【包括委任状番号】 0217337
【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 角速度センサ装置及びその調整方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 のシリコン基板 (2) 上に酸化膜 (3) を介して第 2 のシリコン基板 (4) を貼り合わせてなる SOI 基板 (5) を有し、前記第 2 のシリコン基板には、第 1 の方向 (X 方向) 及びこの第 1 の方向と直交する第 2 の方向 (Y 方向) へ振動可能な錘部 (8) と、該錘部を前記第 1 の方向へ振動させるための駆動電圧を印加する 1 対の駆動電極 (D 1、D 2) と、前記錘部の前記第 1 の方向への振動をモニタするための 1 対のモニタ電極 (M 1、M 2) と、前記振動のもと前記第 1 及び第 2 の方向と直交する軸 (Z 軸) 回りに角速度が加わったときに発生する前記錘部の前記第 2 の方向への振動を検出するための検出電極 (17 a、17 b) と、が形成されている角速度センサ (1) と、

前記 1 対の駆動電極に印加する互いに逆相関係にある第 1、第 2 の駆動電圧 (V d 1、V d 2) を発生する自励発振回路 (27) と、

前記 1 対のモニタ電極の各電極と前記錘部とにより形成されるキャパシタ (C m 1、C m 2) に所定の直流電圧を印加し、流れる電流を検出して該キャパシタの静電容量に比例する電圧を生成する一対の C/V 変換回路 (31、32) と、

該一対の C/V 変換回路の出力電圧の差電圧を演算して前記自励発振回路にフィードバック信号 (V f) として供給する差動増幅回路 (Q 1) と、
を備えた角速度センサ装置において、

前記第 1、第 2 の駆動信号の何れかを選択することのできるスイッチ (S 1) と、該スイッチで選択した駆動信号の大きさを加減して前記差動増幅回路 (Q 1) の出力する前記差電圧に加算する加算回路 (29) とを新たに設け、該加算回路の出力信号を前記フィードバック信号として前記自励発振回路に供給するようにしたことを特徴とする角速度センサ装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の角速度センサ装置の前記スイッチ (S 1) による前記第 1、第 2 の駆動信号の選択と、前記加算回路に入力する前記スイッチにより選択した駆動信号の大きさを加減する調整方法であって、

前記加算回路 (29) の出力信号を測定信号とし、前記第 1 又は第 2 の駆動信

号の何れか一方の信号を参照信号としてロックインアンプ（33）に入力し、

前記自励発振回路の代わりに信号発生器より前記駆動電極（D1、D2）に、前記錘部の共振周波数から離れた周波数の交流信号を印加し、

その状態で前記ロックインアンプの直流出力電圧の絶対値が最小になるように、前記スイッチによる前記第1、第2の駆動信号の選択と、前記加算回路に入力する前記スイッチにより選択した駆動信号の大きさを加減し、

その後前記信号発生器と前記ロックアンプを取り外し、前記加算回路の出力電圧を前記自励発振回路へフィードバック信号として供給して角速度の測定に入ることを特徴とする角速度センサ装置の調整方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、半導体基板上に振動子としての錘部を設けた形の静電気駆動静電容量検出型の角速度センサと、該センサ用の駆動回路、信号処理回路等の制御回路とから構成される角速度センサ装置に関し、特に角速度センサの駆動電極から錘部の振動制御のためのモニタ電極への回り込み信号を効果的に低減させることができる角速度センサ装置、及びその角速度センサ装置の調整方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来より、角速度センサとして半導体基板上に振動子としての錘部を設けた形の静電気駆動静電容量検出型の角速度センサが知られている。この種のセンサは一般に、半導体基板上に形成した相直交する第1の方向及び第2の方向へ振動可能な錘部と、この錘部を第1の方向へ周期的に振動させる駆動信号を印加する駆動電極と、錘部の第1の方向への振動に基づく静電容量変化をモニタするモニタ電極と、振動状態のもと第1、第2の方向と直交する軸回りに角速度が加わったときに発生する錘部の第2の方向へのコリオリの力に起因する振動による静電容量変化を検出する検出電極とから構成される。

【0003】

図6に、このような角速度センサの平面図を、図7に、図6中のA-A断面図

を示す。角速度センサ 1 は、第 1 のシリコン基板 2 の表面に酸化膜 3 を形成し、その上に第 2 のシリコン基板 4 を貼り合わせた構造の S O I (Silicon On Insulator) 基板 5 を用い、周知の半導体製造技術を用いて製作される。上面となる第 2 のシリコン基板 4 には、溝 9 を形成することにより各部が形成されている。錘部 8 は、第 2 のシリコン基板 4 を支持する酸化膜 3 及び第 1 のシリコン基板 2 を部分的に除去することにより形成された開口部 10 上に配置されている。

【0004】

錘部 8 は、図中き第 1 の方向（以下、X 方向という）へバネ変形可能な駆動梁 14 a ~ 14 d 及び第 2 の方向（以下、Y 方向という）へバネ変形可能な検出梁 13 a ~ 13 d を介して、錘部 8 の外周の基部 7 に支持されている。錘部 8 の外周部と基部 7 とが対向する部位には、次に述べるような櫛歯状の各電極部が形成されている。

【0005】

即ち、駆動信号を印加する駆動電極 15 a、15 b と、錘部 8 の X 方向への駆動振動をモニタしモニタ信号として検出するモニタ電極 20 a ~ 20 d と、X-Y 方向に直交する Z 軸回りに角速度 ω が加わったときに発生する錘部 8 の Y 方向への振動を検出信号として検出する検出電極 17 a、17 b とが形成されている。また、各電極 15 a、15 b、17 a、17 b、20 a ~ 20 d には、それぞれ対応したワイヤボンディング用のパッド 23 a、23 b、19 a、19 b、22 a ~ 22 d が形成されている。

【0006】

そして、この図 6 に示す角速度センサ 1 においては、駆動電極 15 a、15 b に駆動信号（正弦波等）を印加すると、駆動梁 14 a ~ 14 d によって錘部 8 は X 方向へ振動する。このとき、モニタ電極 20 a ~ 20 d と錘部 8 との間の静電容量が変化する。この変化から錘部 8 の振動の振幅、位相等を検出し、図示しない制御回路により駆動信号を調整するようになっている。

【0007】

この錘部 8 の X 方向への振動のもと、角速度 ω が Z 軸回りに加わえられると、錘部 8 には Y 方向にコリオリの力が発生し、錘部 8 は検出梁 13 a ~ 13 d によ

ってY方向へ振動する。すると、このY方向振動によって、検出電極17a、17bと錘部8間の静電容量に変化が生ずるため、その変化量を検出することによって加わった角速度 ω の値を検出することができる。

【0008】

ところで、図6に示すような角速度センサ1においては、図8に示すように、第2のシリコン基板4に形成された各電極は、酸化膜3を介して第1のシリコン基板2に支持された構成となっている。なお、図8は、各電極の支持構成を示すための模式的な断面図である。

【0009】

このため、図8中の破線で示すように、駆動電極15a、15bと第1のシリコン基板2との間に形成される寄生容量 C_{p10} と、モニタ電極20a～20dと第2のシリコン基板2との間及び検出電極17a、17bと第1のシリコン基板2との間に形成される寄生容量 C_{p20} とによって、駆動電極15a、15bと他の電極との間にはカップリングが生じる。

【0010】

このようなカップリングが存在すると、モニタ電極20a～20dにより検出されるモニタ信号及び検出電極17a、17bにより検出される検出信号には、駆動信号の回り込みによる回り込み信号がノイズとして乗ってくる。この回り込み信号は、モニタ信号、検出信号に比して非常に大きいので、錘部8の本来の振動により発生するモニタ信号、検出信号を正確に検出できないという問題が生ずる。

【0011】

このような駆動信号の回り込みの影響を低減する方法としては、従来より次のような種々の方法が提案されている。その一つとして、第2のシリコン基板4に、駆動電極15a、15bとの間に形成される静電容量が、モニタ電極20a～20d及び検出電極17a、17bと駆動電極15a、15bとの間に形成される寄生容量と同じになるようになっているダミー電極34a～34dを形成する。そして、モニタ信号及び検出信号に入り込む駆動信号による回り込みノイズを、そのダミー電極34a～34dからの信号によりキャンセルする方法（特許文

献 1 参照) が提案されている。

【0012】

また、別の方法として、第 2 のシリコン基板 4 の駆動電極 15 a、15 b の近傍に、駆動信号とは逆相の信号を印加するための逆相信号用電極 35 a～35 d を追加して形成し、この逆相信号用電極 35 a～35 d からの信号によって、モニタ信号及び検出信号へ入り込む回り込み信号をキャンセルする方法 (特許文献 2 参照) が提案されている。

【0013】

更には、各電極への配線が接近していることから生ずる誘導による回り込みを防止するために、駆動電極 15 a、15 b への配線と、モニタ電極 20 a～20 d 及び検出電極 17 a、17 b への配線との間に、電氣的な遮蔽用配線を追加する方法 (特許文献 3 参照) も提案されている。

【0014】

【特許文献 1】

特開 2002-162228 号公報

【0015】

【特許文献 2】

特開 2002-267450 号公報

【0016】

【特許文献 3】

特開 2002-188924 号公報

【0017】

【発明が解決しようとする課題】

上述した従来の各解決方法には、それなりに回り込み信号を低減させる効果が認められるが、必ずしも完全な解決策とはいえない。そこで、本発明は角速度の検出精度を向上させる観点から、特にモニタ電極に入り込む回り込み信号をキャンセルして確実に低減させることを目的とした。このようにモニタ信号への回り込みに着目したのは、角速度の検出精度を確保するには、錘部がその共振周波数で一定振幅の安定振動をすることが大前提として必要であり、例え、検出信号へ

の回り込み信号を低減できたとしても、錘部の振動がモニタ信号への回り込み信号のために不安定では、高い検出精度を確保できないからである。

【0018】

更には、回り込み信号の振幅が、本来のモニタ信号、すなわち錘部のX方向の振動にともなって発生する信号に較べて大きい場合には、自励発振が起こらず、角速度センサとして全く機能しないという致命的な欠陥が懸念されるからである。

【0019】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するための請求項1に記載の発明は、第1のシリコン基板(2)上に酸化膜(3)を介して第2のシリコン基板(4)を貼り合わせてなるSOI基板(5)を有し、前記第2のシリコン基板には、第1の方向(X方向)及びこの第1の方向と直交する第2の方向(Y方向)へ振動可能な錘部(8)と、該錘部を前記第1の方向へ振動させるための駆動電圧を印加する1対の駆動電極(D1、D2)と、前記錘部の前記第1の方向への振動をモニタするための1対のモニタ電極(M1、M2)と、前記振動のもと前記第1及び第2の方向と直交する軸(Z軸)回りに角速度が加わったときに発生する前記錘部の前記第2の方向への振動を検出するための検出電極(17a、17b)と、が形成されている角速度センサ(1)と、

前記1対の駆動電極に印加する互いに逆相関係にある第1、第2の駆動電圧(Vd1、Vd2)を発生する自励発振回路(27)と、

前記1対のモニタ電極の各電極と前記錘部とにより形成されるキャパシタ(Cm1、Cm2)に所定の直流電圧を印加し、流れる電流を検出して該キャパシタの静電容量に比例する電圧を生成する一対のC/V変換回路(31、32)と、

該一対のC/V変換回路の出力電圧の差電圧を演算して前記自励発振回路にフィードバック信号(Vf)として供給する差動増幅回路(Q1)と、
を備えた角速度センサ装置において、

前記第1、第2の駆動信号の何れかを選択することのできるスイッチ(S1)と、該スイッチで選択した駆動信号の大きさを加減して前記差動増幅回路(Q1

) の出力する前記差電圧に加算する加算回路 (29) とを新たに設け、該加算回路の出力信号を前記フィードバック信号として前記自励発振回路に供給するようにしたことを特徴とする角速度センサ装置である。

【0020】

このような回路構成の下で、請求項 2 に記載の調整方法によって前記スイッチの選択と、該スイッチで選択した駆動信号の大きさを加減すれば、前記駆動電極から前記モニタ電極に入り込む回り込み信号の影響を最小限に抑えることができ、前記錘部を第 1 の方向に安定に振動させることができる。

【0021】

また、請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載の角速度センサ装置の前記スイッチ (S1) による前記第 1、第 2 の駆動信号の選択と、前記加算回路に入力する前記スイッチにより選択した駆動信号の大きさを加減する調整方法であって、

前記加算回路 (29) の出力信号を測定信号とし、前記第 1 又は第 2 の駆動信号の何れか一方の信号を参照信号としてロックインアンプに入力し、前記自励発振回路の代わりに信号発生器より前記駆動電極 (D1、D2) に、前記錘部の共振周波数から離れた周波数の交流信号を印加し、その状態で前記ロックインアンプの直流出力電圧の絶対値が最小になるように、前記スイッチによる前記第 1、第 2 の駆動信号の選択と、前記加算回路に入力する前記スイッチにより選択した駆動信号の大きさを加減し、その後前記ロックアンプを取り外し、前記加算回路の出力電圧を前記自励発振回路へフィードバック信号として供給して角速度の測定に入ることを特徴とする角速度センサ装置の調整方法である。

【0022】

このような調整方法によって、請求項 1 に記載の角速度センサ装置を調整すれば、前記駆動電極から前記モニタ電極に入り込む回り込み信号の影響を最小限に抑えることができ、前記錘部を第 1 の方向に安定に振動させることができる。

【0023】

【発明の実施の形態】

図 1 ～ 図 5 を参照して本発明の一実施形態にかかる静電気駆動静電容量検出型

の角速度センサ装置を説明する。本角速度センサ装置は、静電気駆動静電容量検出型の角速度センサと、該センサ用の駆動回路、信号処理回路等の制御回路とからなる。図2は、その一例としての角速度センサの平面図を、図7は、図2中のA-A断面図を示したものである。なお、図7は従来技術の項で説明した図と同じである。

【0024】

角速度センサ1は、第1のシリコン基板2の表面に酸化膜3を形成し、その上に第2のシリコン基板4を貼り合わせた構造のSOI基板5を用いて形成される。SOI基板5は、駆動回路、信号処理回路等の制御回路が形成された回路チップ6上に接着剤等により固定されている。

【0025】

第2のシリコン基板4は、エッチング加工により形成された溝9により、周辺に位置する枠状の基部7と、その基部7の内側に位置して可動する錘部8とに区画分けされている。但し、両区画は分離しているのではなく、後述する梁部によって連結された状態にある。

【0026】

ここで、内側にある錘部8の下部に位置する酸化膜3及び第1のシリコン基板2は除去されて開口部10が形成されている。そして、外側の基部7は、この開口部10の縁部において酸化膜3を介して第1のシリコン基板2に支持されている。

【0027】

錘部8は、更に、第2シリコン基板4の中央部に位置する略長形状の第1の可動部11と、第1の可動部11におけるX方向（第1の方向）の両外側に設けられた柱状の第2の可動部12a、12bに区画分けされている。そして、錘部8においては、第1の可動部11は、検出梁13a～13dを介して第2の可動部12a、12bに連結され、第2の可動部12a、12bは、略コの字形状をなす駆動梁14a～14dを介して基部7に連結されている。

【0028】

ここで、駆動梁14a～14dは、実質的にX方向にのみ自由度を持つもので

あり、この駆動梁 14 a ~ 14 d によって、錘部 8 全体が X 方向へ振動可能となっている。一方、検出梁 13 a ~ 13 d は、実質的に Y 方向（第 2 の方向）にのみ自由度を持つものであり、この検出梁 13 a ~ 13 d によって錘部 8 のうちの第 1 の可動部 11 が Y 方向へ振動可能となっている。

【0029】

また、第 2 シリコン基板 4 のうち、第 2 の可動部 12 a、12 b における X 方向の両外側部には、開口部 10 の縁部に支持された櫛歯状の駆動電極 15 a、15 b が形成されている。この櫛歯状の駆動電極 15 a、15 b は、第 2 の可動部 12 a、12 b から突出する櫛歯部（駆動用櫛歯部）16 a ~ 16 b に対し、互いの櫛歯が噛み合うように対向して配置されている。この駆動電極 15 a、15 b には、後述するように錘部 8 全体を X 方向へ振動させるための駆動信号が印加される。駆動電極 15 a、15 b には、制御回路を構成する回路チップ 6 とワイヤボンディング等により電氣的に接続するためのパッド（駆動電極用パッド）23 a、23 b がアルミ等により形成されている。

【0030】

また、第 2 のシリコン基板 4 のうち、第 1 の可動部 11 における Y 方向の両外側部には、開口部 10 の縁部に支持された櫛歯状の検出電極 17 a、17 b が形成されている。錘部 8 における第 1 の可動部 11 のうち検出電極 17 a、17 b と対向する部位には、櫛歯部（検出用櫛歯部）18 a ~ 18 d が突出して形成されており、検出電極 17 a、17 b はこの検出用櫛歯部に対し、互いに噛み合うように対向して配置されている。

【0031】

この検出電極 17 a、17 b、錘部 8 が X 軸方向に駆動振動している状態下で、角速度センサ 1 に対して、X 軸及び Y 軸と直交する Z 軸回りに角速度 ω が加わると、錘部 8 の第 1 の可動部 11 に対して Y 軸方向にコリオリの力が働き、錘部 8 に Y 方向の振動が発生する。検出電極 17 a、17 b は、この Y 方向振動を、検出電極 17 a、17 b と第 1 の可動部 11 とで形成されるキャパシタの静電容量変化として検出するための電極である。検出電極 17 a、17 b には、制御回路を構成する回路チップ 6 とワイヤボンディング等により電氣的に接続するため

のパッド（検出電極用パッド）19a～19bがアルミ等により形成されている。

【0032】

更に、第2のシリコン基板4のうち、第2の可動部12におけるX方向の両外側には、開口部10の縁部に支持された櫛歯状のモニタ電極20a～20dが形成されている。そして、モニタ電極20a～20dは、第2の可動部12a～12bから突出する櫛歯部（モニタ用櫛歯部）24a～24dに対し、互いに噛み合うように対向して配置されている。

【0033】

このモニタ電極20a～20dは、錘部8のX方向への振動を、モニタ電極20a～20dと第2の可動部12a、12bとで形成されるキャパシタの静電容量変化として検出するための電極である。モニタ電極20a～20dには、制御回路を構成する回路チップ6とワイヤボンディング等により電氣的に接続するためのパッド（モニタ電極用パッド）22a～22dがアルミ等により形成されている。

【0034】

なお、上記した駆動電極15a、15b、検出電極17a、17b、モニタ電極20a～20d及び錘部8は、溝9により互いに分離され、電氣的に互いに絶縁されている。

【0035】

かかる角速度センサ1においては、回路チップ6から駆動電極用パッド23a、23bを介して駆動電極15a、15bに周期的に変化する駆動電圧（正弦波又は矩形波の交流電圧）を印加して、上記駆動用櫛歯部16a、16bと駆動電極15a、15bとの間に静電気力を発生させる。駆動電極15a、15bには、互いに逆位相の駆動信号を印加する。静電気力が発生すると、駆動梁14a～14dがバネとして働き、錘部8全体がX方向へ振動する。

【0036】

振動が始まると、モニタ電極20a～20dとモニタ用櫛歯部24a～24dとの間の静電容量が変化するので、これを検出することで錘部8の振動周波数、

振幅、位相をモニタする。そして、モニタした信号はフィードバック信号として、駆動信号を発生する後述の自励発振回路 27 に入力される。これにより、自励発振回路 27 の発振周波数は錘部 8 の共振周波数に自動調整され、錘部 8 2 は安定した振動を行なうようになる。

【0037】

この錘部 8 の X 方向への振動のもと、Z 軸回りに角速度 ω が加わると、錘部 8 には X 方向の振動速度に比例する Y 方向のコリオリの力が加わり、錘部 8 のうち第 1 の可動部 11 が検出梁 13 a ~ 13 d をバネとして Y 方向に振動する。第 1 の可動部 11 が Y 方向に振動すると、検出電極 17 a ~ 17 d と検出用櫛歯部 18 a ~ 18 d との間の静電容量が変化する。従って、この静電容量変化を回路チップ 6 上の検出回路にて検出すれば、加わった角速度 ω の大きさを求めることができる。

【0038】

ここにおいて、本実施形態では、次のような独自のモニタ信号処理回路及びその調整方法を採用しており、その回路構成及び調整方法について図 1、図 3 ~ 図 5 参照して説明する。図 1 は、角速度センサ 1 の錘部 8 を X 方向に振動させる場合の回路構成を示したものである。

【0039】

図 1 中の 25 は、角速度センサ 1 の電氣的等価回路である。電氣的等価回路 25 は、錘部 8 の X 方向への振動駆動及びその振動のモニタに関連する部分のみの回路を示しており、Y 方向の振動検出に関連する部分は省略してある。図 1 中の等価回路 25 以外の回路部分は、角速度センサ 1 用の制御回路であって、回路チップ 6 上に構成されている。但し、Y 方向の振動検出回路は、本発明と無関係であるので省略してあり、X 方向振動のモニタ信号処理回路 26 と、錘部 8 を X 方向に振動させるための駆動信号を発生する自励発振回路 27 のみを表わしている。

【0040】

最初に角速度センサ 1 の等価回路 25 について説明する。等価回路 25 の中の相互接続ノード D1（以下、駆動電極 D1 という）は、図 2 で説明した駆動電極

15aに相当し、相互接続ノードD2（以下、駆動電極D2という）は駆動電極15bに相当する。また、相互接続ノードM1（以下、モニタ電極M1という）は並列接続したモニタ電極20a、20cに相当し、相互接続ノードM2（以下、モニタ電極M2という）は並列接続したモニタ電極20b、20dに相当する。この並列接続は回路チップ6上で行なっている。また、相互接続ノードN1は錘部8に相当し、相互接続ノードN2は第1のシリコン基板2に相当する。

【0041】

先に説明したように、駆動電極15a、15bと、錘部8の第1の可動部11に検出梁13a～13dによって結合している第2の可動部12a、12bとは、溝9により分離され電氣的に絶縁されている。そして、櫛歯状の駆動電極15a、15bは、第2の可動部12a、12bから突出する櫛歯部（駆動用櫛歯部）16a～16bに対し、互いの櫛歯が噛み合うように対向して配置されている。それゆえ、駆動電極15a、15bと、第2の可動部12a、12bとにより、溝9の中の空気を誘電体とするキャパシタが構成されていることになる。

【0042】

第2の可動部12a、12bは、検出梁13a～13dを介して錘部8の第1の可動部11と電氣的に接続され、また駆動梁14a～14dを介して枠状の基部7とも電氣的に接続されている。従って、駆動電極15a、15bと錘部8との間にもキャパシタが存在している。等価回路25中のCd1、Cd2はこのようなキャパシタを表わしている。キャパシタCd1は駆動電極15aと錘部8との間のキャパシタを、キャパシタCd2は駆動電極15bと錘部8との間のキャパシタを表わしている。相互接続ノードN1は、先に説明したように錘部8を表わしている。

【0043】

同様に、モニタ電極20a～20dと錘部8との間にもキャパシタが存在する。等価回路25中のCm1は、モニタ電極20a、20cと錘部8との間のキャパシタを並列接続したキャパシタを表わしている。同じく、Cm2は、モニタ電極20b、20dと錘部8との間のキャパシタを並列接続したキャパシタを表わしている。錘部8がX方向に振動すると、両者を隔てる溝9のX方向の間隔が変

化してキャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の静電容量の値が変化する。従って、その変化を検出すれば錘部 8 の X 方向への振動の様子を把握することができる。

【0044】

また、先に説明したように、角速度センサ 1 は SOI 基板 5 を用いて製作されており、第 1 のシリコン基板 2 と第 2 のシリコン基板 4 との間には酸化膜 3 が両基板に挟まれて存在している（図 7 参照）。酸化膜 3 は誘電体であり、第 1、第 2 のシリコン基板 2、4 は導体である。従って、第 1 のシリコン基板 2 を加工して作られた各電極と第 1 のシリコン基板 2 とは、図 8 に示すように酸化膜 3 を誘電体とする平行板キャパシタを形成していることになる。

【0045】

角速度センサ 1 の等価回路 25 中に示したキャパシタ $C_{p1} \sim C_{p4}$ は、このようなキャパシタを表わしている。即ち、 C_{p1} は駆動電極 D1 と第 1 のシリコン基板 2 とにより構成されるキャパシタを、 C_{p2} は駆動電極 D2 と第 1 のシリコン基板 2 とにより構成されるキャパシタを、 C_{p3} はモニタ電極 M1 と第 1 のシリコン基板 2 とにより構成されるキャパシタを、 C_{p4} はモニタ電極 M2 と第 1 のシリコン基板 2 とにより構成されるキャパシタをそれぞれ表わしている。相互接続ノード N2 は、第 1 のシリコン基板 2 を表わしており、第 1 のシリコン基板 2 は他の部分とは電氣的に絶縁されている。

【0046】

次に、角速度センサ 1 の錘部 8 を X 方向に駆動するための駆動回路について説明する。駆動信号は正弦波又は矩形波の交流電圧であって、周知の自励発振回路 27 で発生される。自励発振回路 27 の 2 つの出力端子はそれぞれ駆動電極 D1、D2 に接続されている。ここで、駆動電極 D1、D2 に印加される駆動電圧をそれぞれ第 1 の駆動電圧 V_{d1} 、第 2 の駆動電圧 V_{d2} とする。また、錘部 8 にあたる相互接続ノード N1 の電位を V_{ee} とする。 V_{ee} の値は、駆動信号により発生する駆動力を増強するため、及び後述する C/V 変換のため特定直流電位に維持される。駆動電圧 V_{d1} 、 V_{d2} は、この相互接続ノード N1 の電位を基準として振幅が等しく位相が 180° 異なる（逆位相）の電圧である。従って、キャパシタ C_{d1} 、 C_{d2} には、逆位相で振幅の等しい交流電圧が印加される。

【0047】

駆動電極D1、D2との間にこのような逆位相の交流電圧が印加されると、駆動電極15a、15bと駆動用櫛歯部16a、16bとの間に静電気力が発生し、錘部8は、駆動梁14a～14dをバネとしてX方向へ振動する。

【0048】

錘部8がX方向に振動すると、モニタ電極M1、M2と錘部8に当たる相互接続ノードN1との間のキャパシタCm1、Cm2の静電容量も変化する。そのキャパシタCm1、Cm2の変化は、位相が互いに180°ずれた逆位相となる。

【0049】

キャパシタCm1とCm2の静電容量の差は、次に説明するモニタ信号処理回路26にて電圧Vfに変換され自励発振回路27にフィードバックされる。自励発振回路27は、このフィードバック電圧Vfを受けると90°位相をずらして出力に駆動電圧Vd1、Vd2を発生し、発生した電圧を角速度センサの駆動電極D1、D2に印加する。角速度センサ、モニタ信号処理回路、自励発振回路により構成される閉ループにより、共振周波数の成分のみが増幅され共振周波数で自励発振する。

【0050】

このように、駆動電極D1、D2に印加する交流電圧の発生に自励発振回路27を使用して錘部8の共振周波数で発振させるのは、少ない電力で大きな振幅の振動を錘部8に起こさせるためである。なお、Y方向への振動を検出して角速度を検出するためには、このX方向への振動の振幅が一定している必要がある。これを確保するため、自励発振回路27では、駆動電圧の振幅を適切に制御することによりフィードバック電圧Vfの振幅を一定に保つようにしている。

【0051】

次にモニタ信号処理回路26について説明する。モニタ信号処理回路26は、2つのC/V（静電容量／電圧）変換回路31、32、差動増幅回路Q1、回り込み補正回路28を備えて構成される。回り込み補正回路28は、本発明で新たに追加した部分である。

【0052】

C/V変換回路31、32は、入力端子がそれぞれモニタ電極M1、M2に接続されていて、モニタ電極M1、M2と錘部8に相当する相互接続ノードN1との間の静電容量Cm1、Cm2の値に比例する電圧を出力する回路である。その回路構成は、例えば図3に示すような回路である。この回路は、等価回路25のC/V変換回路31に使用する回路例である。

【0053】

演算増幅器Q3の非反転入力端子は、等価回路25のモニタ電極M1に接続される。キャパシタCm1は非反転入力端子（モニタ電極M1）と相互接続ノードN1（錘部8）との間に接続されている。相互接続ノードN1の電位は、前に説明した一定の直流電位Veeである。

【0054】

キャパシタCm1の静電容量が時間的に変化する場合、その出力電圧Voutは次のようになる。但し、抵抗R4の値はキャパシタCfのインピーダンスより非常に大きいとする。

$$V_{cm1} = -(\Delta C_{m1} / C_f) \cdot V_{ee} \quad (1) \text{式}$$

Cf、Veeの値は、時間的に変化しない値であるので、出力電圧Vcm1はキャパシタCm1の変化量 ΔC_{m1} に比例し、位相は ΔC_{m1} より 180° 遅れる。

【0055】

錘部8がX方向に共振振動している場合、そのX方向への変位は、駆動電極D1への印加駆動電圧Vd1より位相が 90° 遅れる。従って、キャパシタCd1の値も、駆動信号Vd1より位相が 90° 遅れて変化する。キャパシタCm1の値は、キャパシタCd1と同相で変化する。従って、キャパシタCm1の変化によるC/V変換回路31の出力電圧Vcm1は、(1)式の関係より駆動電圧Vd1より 270° 遅れる。即ち、駆動電圧Vd1より位相が 90° 進んでいる。

【0056】

同様に、キャパシタCm2の変化によるC/V変換回路32の出力電圧Vcm2は、駆動電圧Vd2より位相が 90° 進む。駆動電圧Vd2は、駆動電圧Vd1より位相が 180° 遅れている。従って、キャパシタCm2の変化によるC/V変換回路32の出力電圧Vcm2は、駆動電圧Vd1に対しては位相が 90° 遅れ

ており、C/V変換回路31の出力電圧 V_{cm1} とは逆相の関係になる。

【0057】

ここで、C/V変換回路31の出力電圧 V_{cm1} は差動増幅回路Q1の非反転入力端子に入力され、C/V変換回路32の出力電圧 V_{cm2} は差動増幅回路Q1の反転入力端子に入力されている。従って、差動増幅回路Q1の出力端子でみると、キャパシタ C_{m1} の変化による出力電圧 V_m の変化とキャパシタ C_{m2} による出力電圧 V_m の変化とは同相となり加算されることになる。そして、加算結果である出力電圧 V_m は、駆動電圧 V_{d1} より位相が 90° 進んでいることになる。

【0058】

以上のことより、キャパシタ $C_{p1} \sim C_{p4}$ の存在を考えなければ、差動増幅回路Q1の出力電圧 V_m によって、錘部8の振幅と周波数、位相の状態を把握できることが分かる。

【0059】

差動増幅回路Q1の出力電圧 V_m は、キャパシタ C_{m1} と C_{m2} の静電容量の変化量の差に比例する電圧であるので、この電圧を自励発振用のフィードバック電圧 V_f として直接に自励発振回路27に入力して使用すれば、駆動信号 V_{d1} 、 V_{d2} を発生する上で何の支障もないように思われる。しかし、キャパシタ $C_{p1} \sim C_{p4}$ の静電容量の値はゼロでないために問題が生ずる。次にこの場合について説明する。

【0060】

キャパシタ $C_{p1} \sim C_{p4}$ の値がゼロでないと、駆動電極D1、D2に印加された駆動電圧 V_{d1} 、 V_{d2} が、それらのキャパシタを通してモニタ電極M1、M2に入り込むために、C/V変換回路31、32の出力電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} に回り込み信号がノイズとして乗ってくる。

【0061】

例えば、モニタ電極M1への回り込みを考慮して図3のC/V変換回路31を書き直すと図4のようになる。駆動電極D1からは、印加された駆動電圧 V_{d1} によりキャパシタ C_{p1} 、 C_{p2} を通る経路によって回り込み電流がモニタ電極M1に入り込む。この場合は、駆動電極D1に印加される駆動電圧 V_{d1} に起因

する出力電圧 V_{cm1} 中の回り込み信号成分は、位相が V_{d1} より 180° 遅れたものとなる。

【0062】

同様に、駆動電極 $D2$ に印加される駆動電圧 V_{d2} によってモニタ電極 $M2$ に回り込み電流が入り込む。駆動電圧 V_{d2} に起因する出力電圧 V_{cm2} 中の回り込み信号成分は、位相が V_{d2} より 180° 遅れたものとなる。駆動電圧 V_{d1} と V_{d2} とは位相が 180° ずれているために、 C/V 変換回路 31、32 の出力電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} 中に含まれる回り込み信号成分の位相は、 180° ずれていることになる。

【0063】

出力電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} 中に含まれる回り込み信号成分の位相が、 180° ずれていると、出力電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} は差動増幅回路 $Q1$ にて減算されるため、差動増幅回路 $Q1$ の出力電圧 V_m 中には、それら 2 つの回り込み信号成分が加算された形で現れてくる。その回り込み信号成分の位相は、駆動電圧 $D1$ に印加される駆動電圧 V_{d1} と位相が 180° ずれている。

【0064】

このような理由により、現実の角速度センサ 1 における差動増幅回路 $Q1$ の出力電圧 V_m は、本来のモニタ用キャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の静電容量の変動に起因する本来のモニタ信号と、回り込み電流による回り込み信号とが加算された電圧となる。

【0065】

この場合、キャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動により差動増幅回路 $Q1$ の出力電圧 V_m 中に現れる電圧成分（本来のモニタ信号成分）は、駆動電圧 V_{d1} より位相が 90° 進んで現れる。一方、回り込み信号成分により出力電圧 V_m 中に現れる電圧成分（回り込み信号成分）は、駆動電圧 V_{d1} と位相が 180° ずれて現れる。このような、駆動電圧 V_{d1} に対して位相が 90° 進んだ信号と、 180° ずれた信号とを加算した出力電圧 V_m は、駆動電圧 V_{d1} と周波数は同じであるが、駆動電圧 V_{d1} に対する位相差が 90° にならない。

【0066】

このような、駆動対象である錘部 8 の振動、それにより生ずるキャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変化によって生ずる本来のモニタ信号成分の位相と一致しない、即ち、本来のモニタ信号成分と 90° 位相がずれた信号成分を含む出力電圧 V_m をフィードバック電圧 V_f として自励発振回路 27 に入力した場合には、自励発振回路 27 は、錘部 8 の共振周波数で発振を起こしにくくなる。結果として、発振周波数が錘部 8 の共振周波数から外れるため、錘部 8 の振動の振幅は小さくなり、本来のモニタ信号成分の振幅も小さくなる。そうすると、自励発振回路 27 の発振出力電圧は低下して発振が不安定になり、最悪の場合には発振停止という事態に至る。

【0067】

このような不具合を解消するために、本実施形態では、この差動増幅回路 Q1 の出力電圧 V_m 中に含まれる回り込み信号成分をキャンセルして無くす目的で、回り込み補正回路 28 を新たに追加した。

【0068】

回り込み補正回路 28 は、図 1 に示すように反転の加算回路 29 とスイッチ S1 により構成される。前段の差動増幅回路 Q1 の出力電圧 V_m は、抵抗 R1 を介して加算回路 29 の演算増幅器 Q2 の反転入力端子に加えられる。演算増幅器 Q2 の非反転入力端子は接地される。演算増幅器 Q2 の出力端子と反転入力端子の間には抵抗 R3 が接続され、反転入力端子とスイッチ S1 のコモン端子 C との間にはキャパシタ C1 と可変抵抗 R2 が接続される。キャパシタ C1 は駆動電圧の直流成分を阻止するための素子であり、その容量値は共振周波数において、キャパシタ C1 のインピーダンスが可変抵抗 R2 の抵抗値よりも十分に小さくなるように選んである。スイッチ S1 は 2 つの信号を選択するスイッチで、その切り換え選択により駆動電圧 V_{d1} 又は V_{d2} のいずれかがコモン端子 C とキャパシタ C1 を介して可変抵抗 R2 に供給される。演算増幅器 Q2 の出力電圧はフィードバック電圧 V_f として自励発振回路 27 に供給される。

【0069】

前述したように、差動増幅回路 Q1 の出力電圧 V_m に含まれる回り込み信号成分は、駆動電圧 V_{d1} と逆相である。従って、スイッチ S1 のコモン端子 C に駆

動電圧 V_{d1} を印加すれば、回り込み信号成分を加算回路 29 でキャンセルできる可能性がある。しかし、自励発振回路 27 の電圧である駆動電圧 V_{d1} 、 V_{d2} の駆動電極 $D1$ 、 $D2$ への接続の極性、 C/V 変換回路 31、32 の減算回路 $Q1$ への接続の仕方によっては、出力電圧 V_m に含まれる回り込み信号成分が、駆動電圧 V_{d1} と同相となる場合もありうる。スイッチ $S1$ を設けて加算回路 29 に回り込み信号のキャンセル用に印加する電圧を選択できるようにしたのはこのためである。

【0070】

従って、スイッチ $S1$ により駆動電圧 V_{d1} 又は V_{d2} の何れかを選択し、選択した電圧を可変抵抗 $R2$ に供給する。その上で、可変抵抗 $R2$ の抵抗値を調整すれば、差動増幅回路 $Q1$ の出力電圧 V_m 中に含まれる回り込み信号をキャンセルすることができる。

【0071】

スイッチ $S1$ の切り換え選択と可変抵抗 $R2$ の調整は、例えば次のようにして行なう。差動増幅回路 $Q1$ の出力電圧 V_m 中のキャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動に起因する電圧成分は、先に説明したように駆動電圧 V_{d1} と位相が 90° ずれている。この出力電圧 V_m は、演算増幅器 $Q2$ により反転されて演算増幅器 $Q2$ の出力端にフィードバック電圧 V_f として現れる。即ち、フィードバック電圧 V_f 中のキャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動に起因する電圧成分は、駆動電圧 V_{d1} 、 V_{d2} と位相が 90° ずれている。

【0072】

従って、駆動電圧 V_{d1} と加算回路 29 の出力電圧であるフィードバック電圧 V_f の両波形を例えばオシロスコープ上に描かせておき、フィードバック電圧 V_f の波形が駆動電圧 V_{d1} より位相が 90° ずれた状態で且つその振幅が最大になるようにスイッチ $S1$ の切り換え選択と可変抵抗 $R2$ の値を調整すれば、回り込み信号をキャンセルできることになる。あるいは、オシロスコープの代わりに、駆動電圧 V_{d1} を参照信号として 2 相ロックインアンプを使って、フィードバック電圧 V_f の位相が 90° ずれた状態で且つその振幅が最大になるようにスイッチ $S1$ の切り換え選択と可変抵抗 $R2$ の値を調整すれば、より正確に回り込み信

号をキャンセルすることができる。

【0073】

このようにして、図1中に示すような加算回路29とスイッチS1からなる回り込み補正回路28を設け、上述のような調整をすることで、回り込み信号をキャンセルすることができる。このように回り込み信号がキャンセルされたフィードバック電圧 V_f を自励発振回路27に供給すれば自励発振を安定させることができ、結果として錘部8を、その共振周波数に一致した周波数で、且つ一定の振幅で安定振動させることが可能となる。

【0074】

次に、上述した回り込み補正回路28内のスイッチS1と可変抵抗R2の調整方法についての別の方法を説明する。回り込み信号の振幅が、本来のモニタ信号、すなわち錘部のX方向の振動にともなって発生する信号に較べて大きい場合には自励振動が起こらないので、上述したような方法で調整することができない。以下に説明する方法は、自励発振が起こらないほど回り込み信号の振幅が大きくても、正確に回り込み信号をキャンセルすることができる調整方法である。

【0075】

その調整方法を図5を参照して説明する。図5は調整時の回路構成を示したものである。自励発振回路27の代わりに信号発生器34を駆動電極D1、D2に接続し、さらにロックインアンプ33を準備し、加算回路29の出力電圧を測定信号として入力する。ロックインアンプ33の参照信号としては、駆動電圧 V_d1 又は V_d2 を入力する。図5では駆動電圧 V_d1 を入力している。その上で、信号発生器34から振幅が同じで、位相が逆相の交流電圧 V_d1 と V_d2 を発生する。交流電圧の周波数は、錘部8の共振周波数から外れた周波数とする。例えば、共振周波数が5kHzの場合、1kHzに設定する。

【0076】

このように錘部8の共振周波数から外れた周波数の駆動電圧 V_d1 、 V_d2 を駆動電極D1、D2に印加した場合には、錘部8の振幅は共振時の $1/100$ 以下となる。従って、キャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動は僅かとなり、キャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動に起因して加算回路29の出力に現れる正規のモニタ信号

レベルは非常に小さなものとなる。さらに、直流電圧 V_{ee} を C/V 変換回路 31、32 の演算増幅器（例えば図 4 の Q3）の非反転入力端子と同じ電位とすれば、キャパシタ C_{m1} 、 C_{m2} の変動に起因して加算回路 29 の出力に現れる正規のモニタ信号レベルはほとんどゼロになる。一方、回り込みの原因となるキャパシタ $C_{p1} \sim C_{p4}$ の値は一定であるので、回り込みは共振周波数の場合と同様に発生し、それに起因する大きな回り込み信号が加算回路 29 の出力に現れる。即ち、加算回路 29 の出力電圧は、殆ど回り込み信号成分のみとなる。

【0077】

ロックインアンプ 33 は、同期検波器の一種で参照信号と同期した信号で測定信号をスイッチングし、その出力をローパスフィルタで平滑化して出力する。従って、参照信号と同相または逆相の測定信号の成分は一定の直流値に収束する。

【0078】

先に説明したように、加算回路 29 の出力電圧のうち、回り込み信号成分は、駆動電圧 V_{d1} あるいは V_{d2} と同相または逆相である。従って、ロックインアンプ 33 の出力直流電圧の絶対値が最小値になるようにスイッチ $S1$ と可変抵抗 $R2$ を調整すれば、加算回路 29 の出力信号に含まれる回り込み信号を最小に調整ができたことになる。

【0079】

このようにしてスイッチ $S1$ と可変抵抗 $R2$ の調整をした後に、加算回路 29 の出力電圧をフィードバック電圧 V_f として自励発振器 27 に供給する。このようにすれば、フィードバック電圧 V_f に含まれる回り込み信号成分は最小となっているため、自励発振回路 27 は、錘部 8 の共振周波数で安定して発振するようになる。

【0080】

調整時に自励発振させていないので、自励発振が起こらないほど回り込み信号の振幅が大きくても、本発明の方法によれば、回り込み信号を最小値に確実に調整することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施形態に係る角速度センサ装置の等価回路図である

。

【図 2】 本発明の一実施形態に係る角速度センサの平面図である。

【図 3】 C/V 変換回路の回路例である。

【図 4】 回り込みを考慮した C/V 変換回路の等価回路例である。

【図 5】 信号発生器を使用した調整時の等価回路図である。

【図 6】 従来技術を示す図 1 相当図である。

【図 7】 図 2 と図 6 の A-A 線における共通の断面図である。

【図 8】 各電極下に構成されるキャパシタを説明する模式図である。

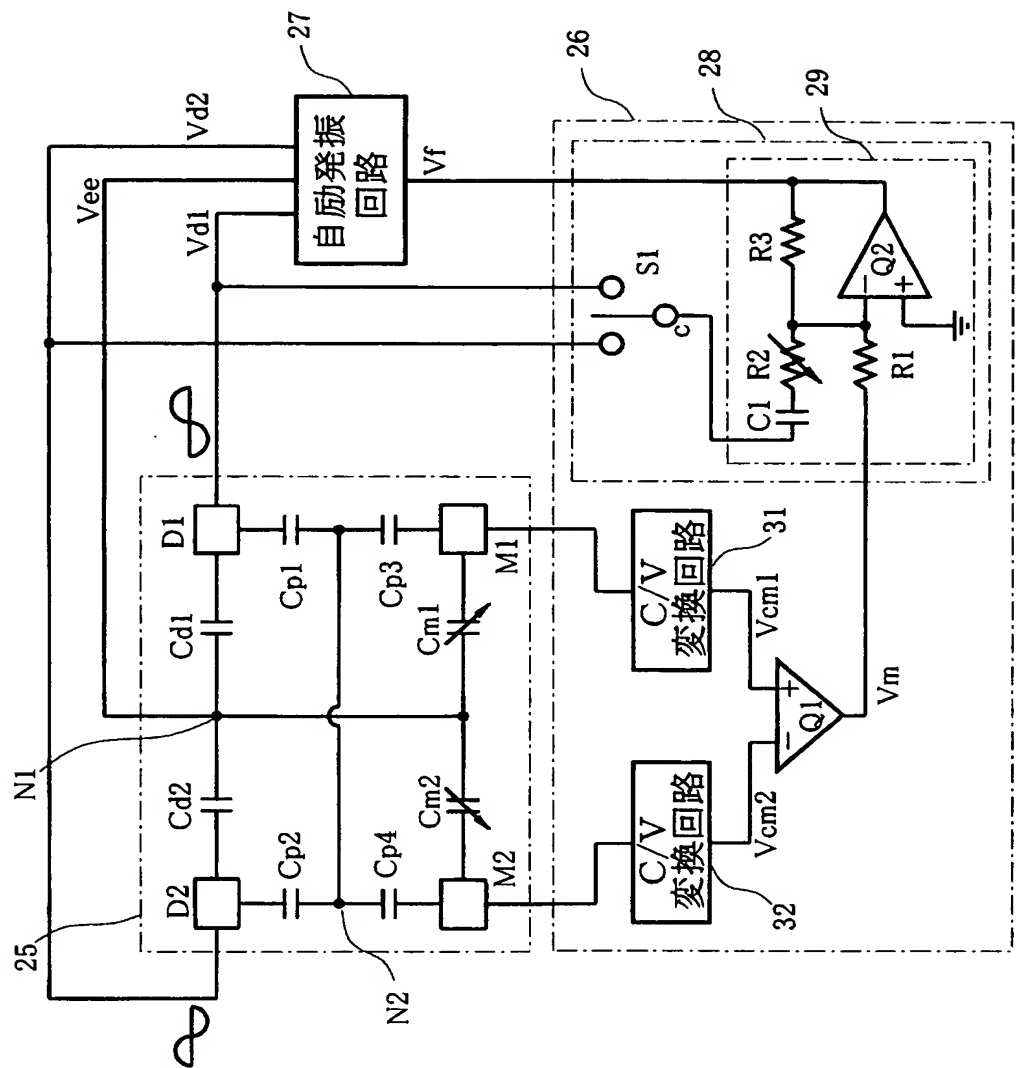
【符号の説明】

図面中、1 は角速度センサ、2 は第 1 のシリコン基板、3 は酸化膜、4 は第 2 のシリコン基板、5 は SOI 基板、6 は回路チップ、8 は錘部、15 a、15 b は駆動電極、17 a、17 b は検出電極、20 a～20 d はモニタ電極、27 は自励発振回路、29 は加算回路、31、32 は C/V 変換回路、33 はロックインアンプ、34 は信号発生器、35 は直流電源、Cd1、Cd2、Cm1、Cm2、Cp1～Cp4 はキャパシタ、D1、D2 は駆動電極、M1、M2 はモニタ電極、Q1 は差動増幅回路、S1 はスイッチ、Vd1 は第 1 の駆動電圧、Vd2 は第 2 の駆動電圧、Vee は直流電圧、Vf はフィードバック信号（電圧）を示す

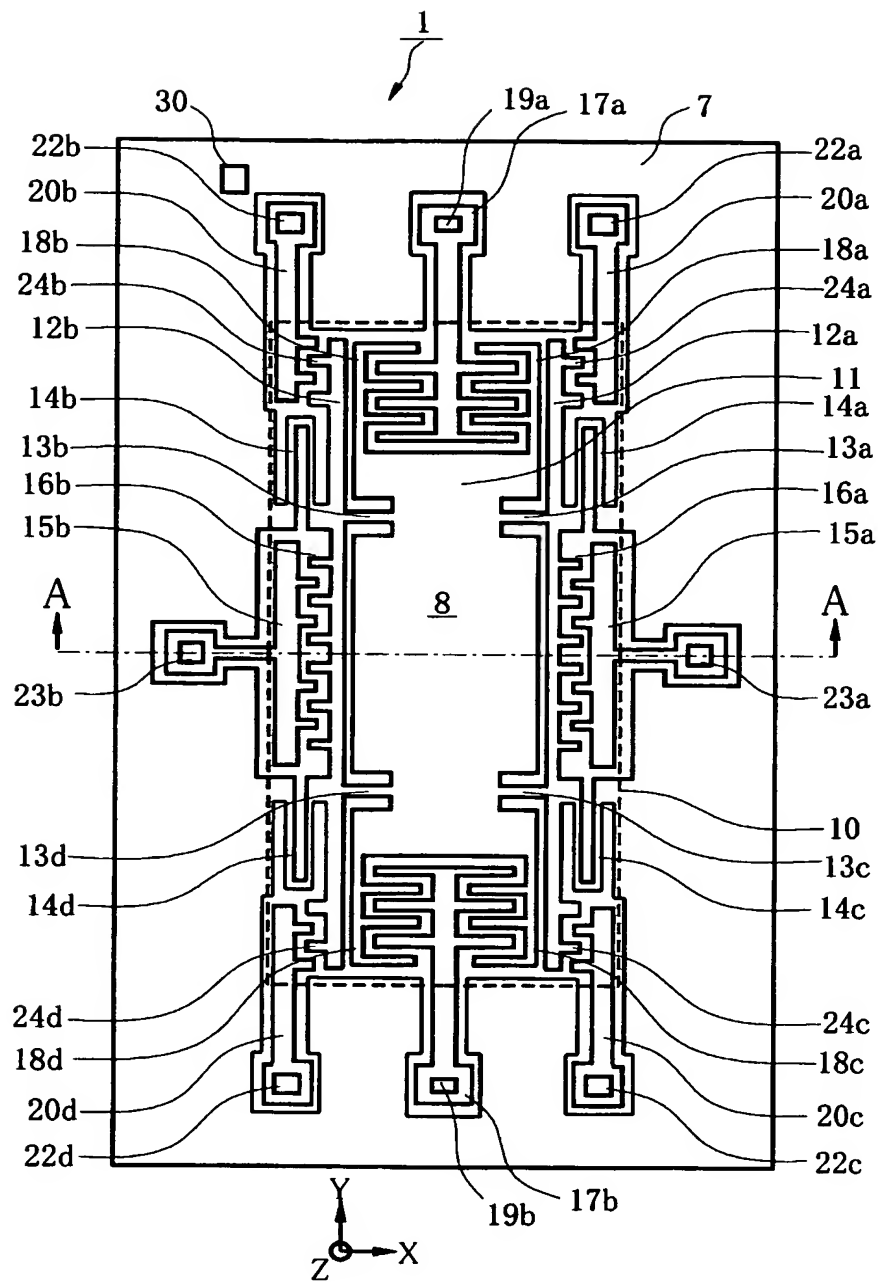
。

【書類名】 図面

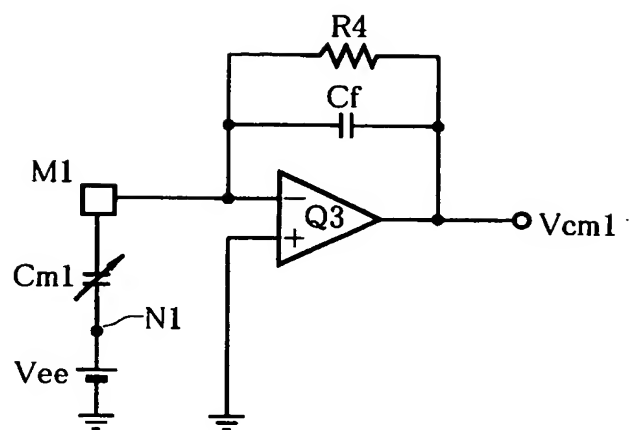
【図 1】



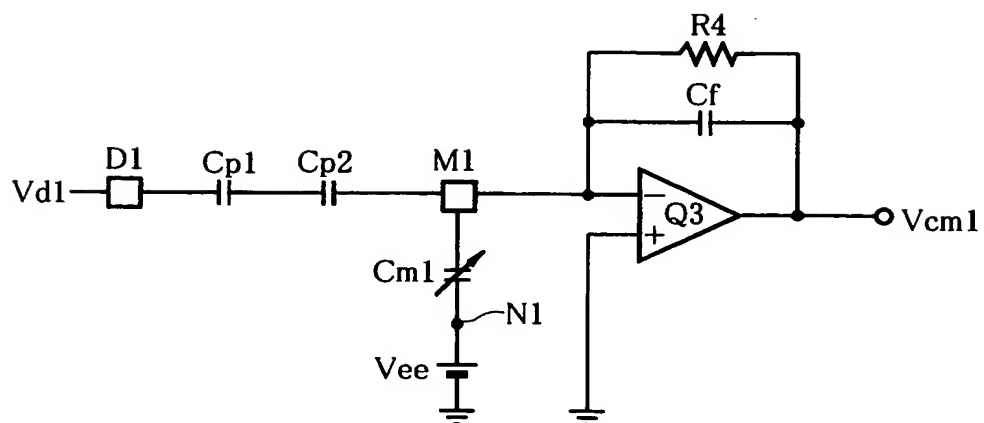
【図 2】



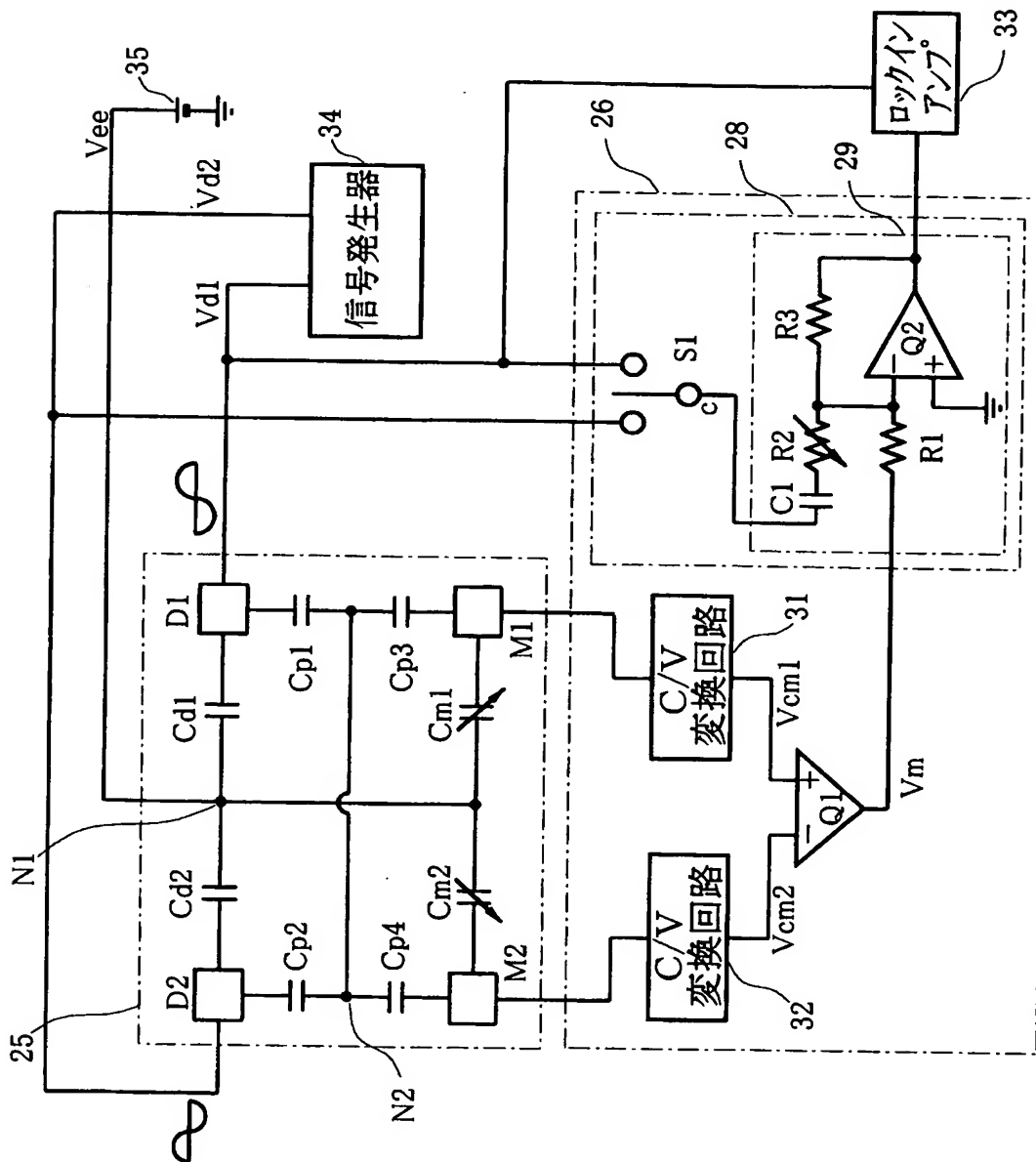
【図 3】



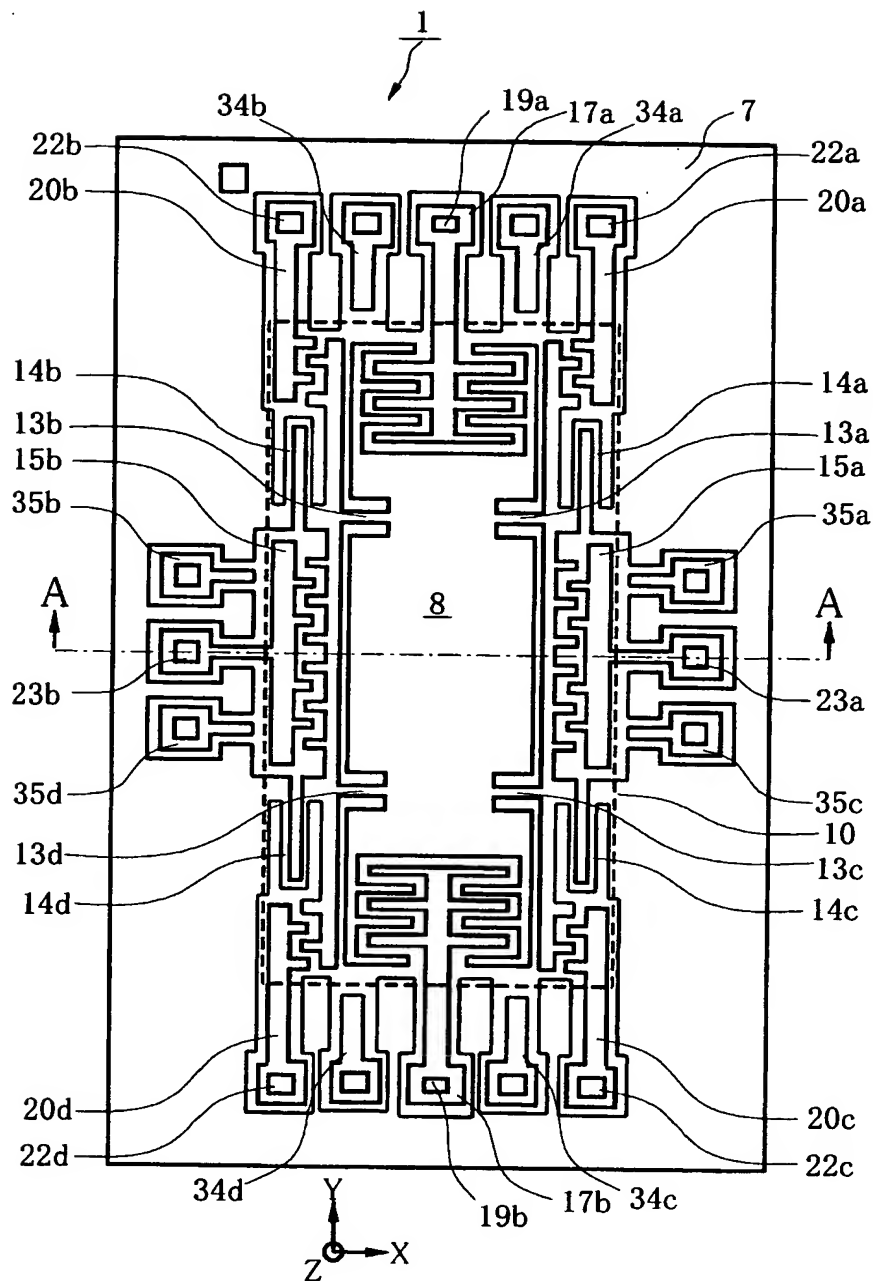
【図 4】



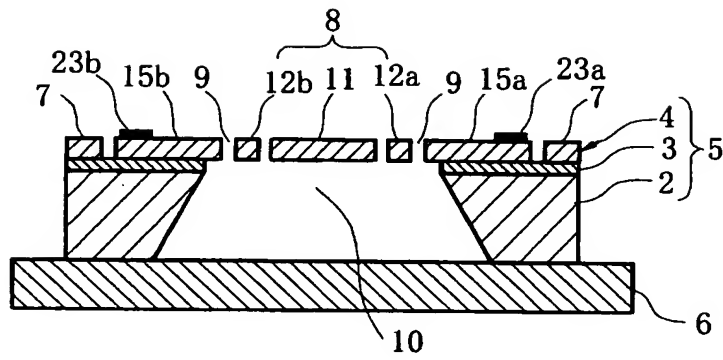
【図 5】



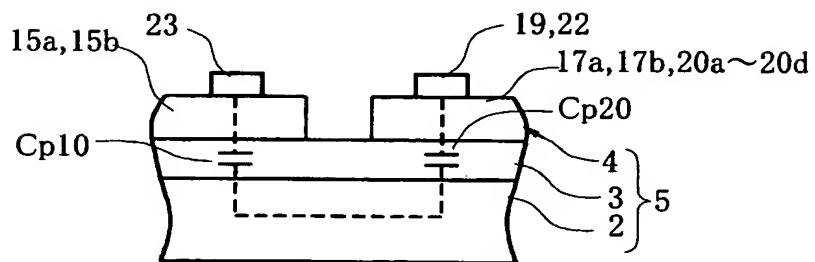
【図 6】



【図 7】



【図 8】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 角速度センサ装置において、駆動電極からモニタ電極に入り込む回り込み信号が、錘部の振動駆動に与える影響を減少させる。

【解決手段】 錘部（８）を第１の方向（X）に振動させるために駆動電極に印加する互いに逆相関係にある第１、第２の駆動信号の何れかを選択することのできるスイッチ（S 1）と、該スイッチで選択した駆動信号の大きさを加減して、錘部の振動状況を反映するモニタ信号に加算する加算回路（２９）を新たに設け、該加算回路の出力信号中に現れる回り込み信号成分を最小に調整して、第１、第２の駆動信号を生成する自励発振回路にフィードバック信号として供給する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 9 0 9 7 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 4 2 6 0]

1. 変更年月日	1 9 9 6 年 1 0 月 8 日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
氏 名	株式会社デンソー

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/IB 02/04593

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5082656	A	21-01-1992	EP 0289900 A1 JP 63307815 A	09-11-1988 15-12-1988
WO 0162229	A	30-08-2001	AU 3983801 A EP 1257255 A1 WO 0162229 A1 US 2003012814 A1 US 2002136764 A1 US 2002136765 A1 US 2002136766 A1 US 2002150619 A1 US 2002004070 A1 US 2001048944 A1 US 2002068078 A1 US 2002068085 A1	03-09-2001 20-11-2002 30-08-2001 16-01-2003 26-09-2002 26-09-2002 26-09-2002 17-10-2002 10-01-2002 06-12-2001 06-06-2002 06-06-2002
EP 1064942	A	03-01-2001	AU 749623 B2 AU 2856399 A BR 9909201 A CA 2322516 A1 EP 1064942 A1 HR 20000707 A1 HU 0101237 A2 NO 20004773 A SK 14392000 A3 US 6440458 B1 CN 1301157 T WO 9949863 A1 PL 343096 A1 TR 200002771 T2 US 2002044967 A1	27-06-2002 18-10-1999 14-11-2000 07-10-1999 03-01-2001 31-12-2001 28-09-2001 23-11-2000 12-03-2001 27-08-2002 27-06-2001 07-10-1999 30-07-2001 21-02-2001 18-04-2002
WO 0224174	A	28-03-2002	AU 9152601 A WO 0224174 A2	02-04-2002 28-03-2002